

J1021 U.S. PTO
10/025797
12/26/01

대한민국 특허청

KOREAN INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE

별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

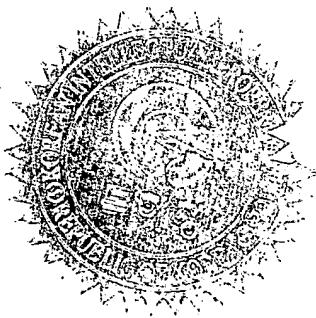
This is to certify that the following application annexed hereto
is a true copy from the records of the Korean Intellectual
Property Office.

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

출원번호 : 특허출원 2001년 제 36184 호
Application Number PATENT-2001-0036184

출원년월일 : 2001년 06월 25일
Date of Application JUN 25, 2001

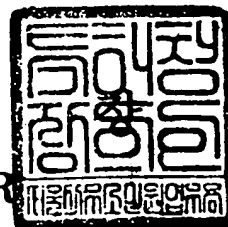
출원인 : 한국전자통신연구원
Applicant(s) KOREA ELECTRONICS & TELECOMMUNICATIONS RESEARCH INST



2001 년 07 월 26 일

특 허 청

COMMISSIONER



【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【제출일자】	2001.06.25
【발명의 명칭】	이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치 및 그 방법
【발명의 영문명칭】	Apparatus for Receiving Constrained Adaptive RAKE in Mobile Communication System and the Method Thereof
【출원인】	
【명칭】	한국전자통신연구원
【출원인코드】	3-1998-007763-8
【대리인】	
【성명】	특허법인 신성 정지원
【대리인코드】	9-2000-000292-3
【포괄위임등록번호】	2000-051975-8
【대리인】	
【성명】	특허법인 신성 원석희
【대리인코드】	9-1998-000444-1
【포괄위임등록번호】	2000-051975-8
【대리인】	
【성명】	특허법인 신성 박해천
【대리인코드】	9-1998-000223-4
【포괄위임등록번호】	2000-051975-8
【발명자】	
【성명의 국문표기】	김성락
【성명의 영문표기】	KIM, Seong Rag
【주민등록번호】	590107-1683815
【우편번호】	305-390
【주소】	대전광역시 유성구 전민동 엑스포아파트 106-504
【국적】	KR
【우선권주장】	
【출원국명】	KR
【출원종류】	특허

【출원번호】 10-2001-0024172
【출원일자】 2001.05.03
【증명서류】 첨부
【신규성주장】
【공개형태】 간행물 발표
【공개일자】 2001.06.11
【심사청구】 청구
【취지】 특허법 제42조의 규정에 의한 출원, 특허법 제60조의 규정에 의한 출원심사를 청구합니다. 대리인
 특허법인 신성 정지원 (인) 대리인
 특허법인 신성 원석희 (인) 대리인
 특허법인 신성 박해천 (인)
【수수료】
【기본출원료】 20 면 29,000 원
【가산출원료】 35 면 35,000 원
【우선권주장료】 1 건 26,000 원
【심사청구료】 20 항 749,000 원
【합계】 839,000 원
【감면사유】 정부출연연구기관
【감면후 수수료】 432,500 원
【첨부서류】 1. 요약서·명세서(도면)_1통 2. 신규성(출원시의 특례)규정을 적용받기 위한 증명서류_1통

【요약서】

【요약】

본 발명은 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치 및 그 방법에 관한 것이다. 본 발명은 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치에 있어서, 각 다중 경로 성분의 해당 전송 부호가 차지하는 부분만을 모아 적응 필터에 전달하는 입력 신호 생성 수단; 소정 주기로 조절되는 탭 계수(tab weight)에 따라 복소 수신 신호를 필터링하는 적응 필터링 수단; 상기 적응 필터링 수단의 출력 신호를 이용하여 특정 사용자 채널의 위상 성분과 진폭 성분을 추정하는 채널 추정 수단; 상기 채널 추정 수단의 채널 추정 결과 신호와, 상기 적응 필터링 수단으로부터 인가되는 필터링된 수신 신호를 모든 다중 경로 성분에 대하여 결합하여, 상기 특정 사용자가 전송하고자 한 원래의 신호를 복원하는 신호 복원 수단; 기지의 학습 데이터 신호 또는 상기 신호 복원 수단에 의해 복원된 신호 중 어느 하나를 선택하여 제공하는 선택 수단; 상기 선택 수단으로부터 제공되는 신호와 상기 채널 추정 수단에 의한 채널 추정 결과 신호를 이용하여 기준 신호를 발생하는 기준 신호 발생 수단; 상기 기준 신호 발생 수단으로부터 제공되는 기준 신호와, 상기 적응 필터링 수단으로부터 출력되는 필터링된 수신 신호를 대비하여, 두 신호간의 오차를 산출하는 오차 산출 수단; 및 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준(constraint MMSE criterion)에 근거하여, 상기 적응 필터링 수단의 탭 계수를 조절하는 탭 계수 조절 수단을 포함하는 것을 특징으로 한다.

【대표도】

도 1

【색인어】

계약 조건, 다중 경로 페이딩, 최대 우도 추정치, 평균 평방 오차 최소화 기준

【명세서】**【발명의 명칭】**

이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치 및 그 방법{Apparatus for Receiving Constrained Adaptive RAKE in Mobile Communication System and the Method Thereof}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 본 발명에 따른 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치에 대한 제 1실시에 구성도,

도 2는 본 발명에 따른 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치에 대한 제 2실시에 구성도,

도 3은 본 발명에 따른 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치에 대한 제 3 실시예 구성도,

도 4는 본 발명에 따른 여러 개의 다중 경로 성분으로 이루어진 수신기 입력 신호의 일실시에 구성도,

도 5는 본 발명에 따른 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치의 데이터 결정기의 일실시에 상세 구조도,

도 6은 본 발명에 따른 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 방법의 일실시에 흐름도,

도 7은 본 발명에 따른 이동통신 시스템에서 여러 개의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치의 비트 오류율 성능을 보여 주는 그래프.

*도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명

110 내지 210 : 다중 경로 성분을 위한 적응 필터

120 내지 220 : 직교 분할 LMS 필터 계수 갱신기

130 내지 230 : 다중 경로 성분을 위한 채널 추정기

340 : 다중 경로 성분 결합기

370 : 데이터 결정기

【발명의 상세한 설명】

【발명의 목적】

【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

<14> 본 발명은 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치 및 그 방법에 관한 것으로, 특히 각기 다른 코드로 확산되어 전송된 사용자의 데이터를 수신하기 위한 이동통신 시스템에서 여러 개의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치 및 그 방법에 관한 것이다.

<15> 일반적인 적응형 MMSE(Minimum Mean Square Error) 수신기의 구조와 관련된 종래의 기술은 [논문 1 : U. Madow and M. L. Honig, 'MMSE interference suppression for direct-sequence spread-spectrum CDMA',

IEEE Trans. Commun., vol.42, pp.3178-3188, Dec. 1994.], [논문 2 : S. L. Miller and A. N. Barbosa, 'Adaptive Detection of DS-CDMA Signals in Fading Channels,' , vol.46, no.1, pp.115-124, Jan. 1998.], [논문 3 : M. Latva-aho and M. Juntti, 'LMMSE Detection for DS-CDMA System in Fading Channels,' , vol.48, no.2, pp.194-199, Feb. 2000.] 및 [논문 4 : S. R. Kim, Y. G. Jeong, and I. K. Kim, 'A Constrained MMSE Receiver for DS-CDMA System in Fading Channels,' *IEEE Trans. Commun.*, vol.48, no.11, pp.1793-1796, Nov. 2000.]에 각각 제시되어 있다.

- <16> 여기서, 각 논문에 제시된 수신기의 구조와 그 특징을 살펴보면 다음과 같다.
- <17> 상기 [논문 1]의 일반적인 적응형 MMSE 수신기는 간단한 구조로 고정된 채널 환경에서 좋은 성능을 보이는 장점을 가지는 반면, 페이딩 채널 환경에서 성능이 급격히 저하되는 단점을 가지고 있다. 이는 적응 필터가 채널의 위상과 진폭의 급격한 변화에 적응하지 못해서 발생하는 현상이다. 단일 경로 페이딩 채널 (frequency flat fading channel)에서 일반적 적응형 MMSE 수신기의 문제점을 해결하기 위해서 별도의 채널 추정 결과를 이용하여 채널 변화를 보상하는 여러 가지 변형된 구조의 수신기들이 제안되었다.
- <18> [논문 2] 내지 [논문 4]에 제시된 수신기는 별도의 채널 추정 결과를 이용하여 채널 변화를 보상하는 여러 가지 변형된 구조로서, 상기한 적응형 MMSE 수신기 성능은 채널 추정 값을 얼마나 정확하게 예측하는가에 달려 있다. 일반적으로 적응 필터 출력 신호는 적응 필터 입력 신호에 비해서 높은 신호 대 잡음 비(SNR:

Signal to Noise Ratio)를 가지고 있다. 따라서, 적응 필터 출력 신호를 이용하여 채널의 위상과 진폭을 예측하면 좋은 성능을 얻을 수 있다.

<19> 즉, 상기 [논문 2]에서는 적응 필터 출력 신호를 이용하여 채널의 위상 변화를 예측하여 적응 필터의 입력 신호에 채널의 위상 변화 성분을 보상하여, 적응 필터의 부담을 줄여준다. 그러나, 이 방식은 채널의 위상 성분만을 보상하기 때문에 채널의 진폭 성분의 변화가 클 때에는 성능이 저하되는 단점을 가지고 있다.

<20> 또한, 상기 [논문 3]에서는 채널의 위상과 진폭의 변화를 동시에 보상하여 성능 향상을 얻고자 하였다. 하지만 채널 추정 값의 편이(bias) 문제 때문에 적응형 필터 출력을 이용하지 못하고 다중 사용자 간섭이 제거되지 않은 적응형 필터 입력 신호를 이용하여 구해야 하므로 채널 추정 성능 저하로 인하여 비트 오류율 개선이 크지 않다.

<21> 또한, 다중 경로 페이딩 채널을 위해서는 [논문 3]에서 각각의 다중 경로 성분마다 MMSE 적응형 수신기를 두어, 적응형 필터 입력을 이용하여 채널의 위상과 진폭을 추정하여 보상해 주는 선형 MMSE 레이크 수신기를 제안하였으나, 적응 필터 출력을 이용하여 채널 추정을 할 경우 채널 추정 값의 편이(bias)가 커서 적응 필터 계수가 0으로 수렴하는 문제가 발생하므로 신호 대 잡음 비 값이 낮은 적응형 필터 입력을 이용하여 채널 추정을 해야 하므로 우수한 구조에 비하여 좋은 성능을 얻을 수 없는 문제점이 있었다.

<22> 한편, 본원 출원의 발명자에 의해 이미 발표된 바 있는 [논문 4]에서는, 제약조건을 갖는 적응형 필터 계수 갱신 식을 사용함으로써, 단일경로 페이딩 채널

환경에서 적응 필터 출력을 이용하여 채널 추정 값을 구하더라도 편이 없는(unbiased) 채널 추정 값을 얻을 수 있는 제약 조건을 갖는 MMSE 수신기를 소개하고 있으나, 이 또한 다중 경로 페이딩 채널 환경에 적용하기 위한 어떠한 배려도 제시하지 아니하여 실제의 무선 통신 환경에 적용할 수 없다는 한계를 내포하고 있었다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<23> 본 발명은 상기한 바와 같은 종래 기술의 제반 문제점을 해결하기 위해 제안된 것으로, 각 다중 경로 성분을 위한 적응형 필터의 계수 갱신식에 필터 계수에 관한 적어도 하나의 제약 조건을 도입하여, 적응형 필터 출력을 이용하여 각 다중 경로 성분 채널 위상과 진폭을 추정 가능하게 함으로써 모든 다중 사용자 간섭을 제거하여 적응 필터 출력으로부터 편이 없는 채널 추정 값을 갖도록 하는 이동 통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치 및 그 방법을 제공함에 그 목적이 있다.

<24> 또한, 본 발명은 각 다중 경로 성분을 위한 적응형 필터의 계수 갱신식에 필터 계수에 관한 적어도 하나의 제약 조건을 도입하여, 적응형 필터 출력을 이용하여 각 다중 경로 성분 채널 위상과 진폭을 추정 가능하게 함으로써 모든 다중 사용자 간섭을 제거하여 적응 필터 출력으로부터 편이 없는 채널 추정 값을 갖도록 하는 이동 통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치 및 그 방법을 제공함에 또 다른 목적이 있다.

<25> 또한, 본 발명은 각 다중 경로 성분을 위한 적응형 필터의 계수 갱신식에 필터 계수에 관한 적어도 하나의 제약 조건을 도입하여, 적응형 필터 출력을 이용하여 각 다중

경로 성분 채널 위상과 진폭을 추정 가능하게 함으로써 모든 다중 사용자 간섭을 제거하여 적응 필터 출력으로부터 편이 없는 채널 추정 값을 갖도록 하는 기능을 실현시키기 위한 프로그램을 기록한 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록매체를 제공하는데 또 다른 목적이 있다.

【발명의 구성 및 작용】

<26> 상기 목적을 달성하기 위한 본 발명은, 이동 통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치에 있어서, 각 다중 경로 성분의 해당 전송 부호가 차지하는 부분만을 모아 적응 필터에 전달하는 입력 신호 생성 수단; 소정 주기로 조절되는 탭 계수(tab weight)에 따라 복소 수신 신호를 필터링하는 적응 필터링 수단; 상기 적응 필터링 수단의 출력 신호를 이용하여 특정 사용자 채널의 위상 성분과 진폭 성분을 추정하는 채널 추정 수단; 상기 채널 추정 수단의 채널 추정 결과 신호와, 상기 적응 필터링 수단으로부터 인가되는 필터링된 수신 신호를 모든 다중 경로 성분에 대하여 결합하여, 상기 특정 사용자가 전송하고자 한 원래의 신호를 복원하는 신호 복원 수단; 기지의 학습 데이터 신호 또는 상기 신호 복원 수단에 의해 복원된 신호 중 어느 하나를 선택하여 제공하는 선택 수단; 상기 선택 수단으로부터 제공되는 신호와 상기 채널 추정 수단에 의한 채널 추정 결과 신호를 이용하여 기준 신호를 발생하는 기준 신호 발생 수단; 상기 기준 신호 발생 수단으로부터 제공되는 기준 신호와, 상기 적응 필터링 수단으로부터 출력되는 필터링된 수신 신호를 대비하여, 두 신호간의 오차를 산출하는 오차 산출 수단; 및 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준(constraint MMSE criterion)에 근거하여, 상기 적응 필터링 수단의 탭 계수를 조절하는 탭 계수 조

절 수단 을 포함하는 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치를 제공하는데 그 목적이 있다.

<27> 또한, 본 발명은 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 방법에 있어서, 다중 경로 성분을 위한 적응 필터의 초기 계수를 설정하는 제 1 단계; 사용자의 해당 다중 경로 성분이 차지하는 부분을 적응 필터에 전달하여 복소 신호 필터링하는 제 2단계; 다중 경로 성분에 대한 채널 추정 값을 결정하는 제 3단계; 전송 데이터를 결정하여 기준 신호를 생성하는 제 4단계; 상기 기준 신호와 필터링된 수신 신호를 대비하여 오차를 산출하는 제 5단계; 제약 조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준(constraint MMSE criterion)에 근거하여 적응 필터의 계수를 갱신하는 제 6단계를 포함하는 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 방법을 제공하는데 또 다른 목적이 있다.

<28> 또한, 본 발명은 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치를 제공하며 마이크로프로세서를 구비한 시스템에, 다중 경로 성분을 위한 적응 필터의 초기 계수를 설정하는 제 1기능; 사용자의 해당 다중 경로 성분이 차지하는 부분을 적응 필터에 전달하여 복소 신호 필터링하는 제 2기능; 다중 경로 성분에 대한 채널 추정 값을 결정하는 제 3기능; 전송 데이터를 결정하여 기준 신호를 생성하는 제 4 기능; 상기 기준 신호와 필터링된 수신 신호를 대비하여 오차를 산출하는 제 5기능; 제약 조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준(constraint MMSE criterion)에 근거하여 적응 필터의 계수를 갱신하는 제 6기능을 실현시키시기 위한 프로그램을 기록한 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록매체를 제공하는데 또 다른 목적이 있다.

<29> 상술한 목적, 특징들 및 장점은 첨부된 도면과 관련한 다음의 상세한 설명을 통하

여 보다 분명해 질 것이다. 이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명에 따른 바람직한 일 실시예를 상세히 설명한다.

- <30> 본 발명에서는 채널 추정을 위하여 파일럿 채널이 전송되거나 파일럿 심볼이 주기적으로 전송된다고 가정하고, 확산에 사용된 확산코드는 주기가 확산이득과 일치하는 짧은 코드를 사용한다고 가정한다. 그리고, 수신하고자 하는 신호의 사용자를 첫 번째 사용자라고 가정한다.
- <31> 또한, 본 발명의 복소(complex)값을 갖는 수신 필터 출력 신호는 칩(chip) 단위의 디지털 신호이고, 에너지를 모으고자 하는 다중 경로 성분의 수가 L 개라면 제약 조건을 갖는 적응형 레이크 수신기는 L 개의 제약 조건을 갖는다고 가정한다. 그리고, 먼저 도착하는 다중 경로 성분이 순서가 앞선(index 값이 적은) 적응 MMSE 수신기에 의해 처리된다고 가정한다.
- <32> 도 1은 본 발명에 따른 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치에 대한 제 1 실시예 구성도이다.
- <33> 상기 제 1 실시예에서는 각 다중 경로 성분을 위한 적응형 필터의 계수 갱신식에 필터 계수와 해당 다중 경로 성분의 내적 값을 항상 1로 유지시키는 제약 조건식을 도입하여, 적응 필터 출력으로부터 편이가 거의 없는 채널 추정 값을 갖도록 한다.
- <34> 도면에 도시된 바와 같이, 본 발명의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치는 제 1 내지 제 L 전송 지연 보상 버퍼(100 내지 200), 제 1 내지 제 L 다중 경로 적응 필터(110 내지 210), 제 1 내지 제 L 직교 분할 LMS 필터 계수 갱신기(120 내지 220), 제 1 내지 제 L 다중 경로 채널 추정기(130 내지 230) 및 다중 경로 성분 결합기(340), 데

이터 결정기(370) 및 데이터 선택기(380)를 포함하고 있다.

<35> 또한, 상기 적응 레이크 수신 장치는 다수의 채널 추정기(160 내지 260), 곱셈기 및 덧셈기를 포함하고 있다.

<36> 먼저, 수신 필터 출력 신호($r(m)$)은 수신 신호를 구성하는 원하는 사용자의 각 다중 경로의 전송 지연이 서로 다르므로 이를 일치시켜 한 개의 전송 심볼 구간과 일치하는 N 칩(chip)의 수신 신호를 모아서 적응형 필터로 전달하도록 하는 상기 제 1 내지 제 L 전송 지연 보상 버퍼(100 내지 200)을 거친다.

<37> 여기서, 상기 전송 지연 보상 버퍼의 동작을 2개의 다중 경로 성분이 있다고 가정하고, 가장 먼저 도착하는 다중 경로 성분을 기준으로 나머지 다중 경로 성분의 상대적 전송 지연이 5 칩이라 할 때 상기 전송 지연 보상 버퍼는 최대 전송 지연에 맞추어 모든 다중 경로 성분의 전송 지연을 맞추어 준다.

<38> 다시 말해, 첫 번째 다중 경로 성분을 위한 상기 전송 지연 보상 버퍼는 5칩에 해당하는 시간 만큼 수신 신호를 지연시키고 난 후 연속한 N 칩의 수신 신호($\mathbf{r}_1(n) = [r(m-5) \ r(m-4) \ \Lambda \ r(m-5+N-1)]^T$)를 적응형 필터 입력으로 전송한다. 이렇게 되면 $N \times 1$ 크기의 벡터($r_1(n)$)는 원하는 사용자의 n 번째 전송 부호의 첫번째 다중 경로 성분이 수신되는 구간에 해당하는 N 칩의 수신 신호를 포함하게 된다.

<39> 마찬가지로 두 번째 다중 경로 성분을 위한 전송 지연 버퍼는 수신신호의 지연없이 연속한

N 칩의 수신신호 $\mathbf{r}_2(n) = [r(m) \ r(m+1) \ \Lambda \ r(m-N-1)]^T$ 를 적응형 필터 입력으로 전송하게 되면 $N \times 1$ 크기의 벡터($r_2(n)$)는 원하는 사용자의 n 번째 전송 부호의 첫번째 다중 경로 성분이 수신되는 구간에 해당하는 수신 신호를 포함하게 된다.

<40> 여기서, 상기 첫번째 다중 경로 성분을 위한 제 1 전송 지연 보상 버퍼(100)의 출력은 각 다중 경로 성분을 위한 적응 필터(110)의 입력으로 들어가서 적응 필터의 탭 계수($w_1(n)$)와 곱해지게 된다. 마찬가지로 각 다중 경로 성분을 위한 제 L 전송 지연 보상 버퍼(200)의 출력은 각각의 다중 경로 성분을 위한 제 L 다중 경로 적응 필터(210)에 입력되어 적응 필터의 탭 계수($w_i(n)$: i 번째 다중 경로 성분)과 곱해진다. 여기서, 상기 각 적응 필터(110 내지 210)의 탭 크기는 N 탭으로 필터 입력 신호의 크기와 일치한다.

<41> 이후, 각 다중 경로에 대한 채널 추정을 수행하는데, 상기 다중 경로 성분을 위한 적응 필터(110 내지 210)의 출력에서 파일럿 심볼을 이용하여 데이터 성분을 제거한 후 얻은 임시 채널 추정 값을 미리 정해진 구간만큼 평균하여 추정한다.

<42> 즉, n 번째 전송 부호에 대한 각 다중 경로 성분을 위한 l 번째 적응 필터 출력의 평균값은 ' $c_l b_l(n)$ + 다중 경로 간섭(inter-path interference)'이고, 이 중 '다중 경로 간섭'의 크기가 상대적으로 작으므로 파일럿 심볼을 이용하여 알고 있는 전송 부호의 공액 복소수(complex conjugate) $b_l^*(n)$ 을 곱해주면 임시 채널 추정 값을 얻을 수 있다.

<43> 그리고, 잡음에 대한 영향을 줄이기 위해 여러 개의 파일럿 심볼을 이용하여 얻은 임시 채널 추정 값을 평균하여 최종 채널 추정 값을 구한다. 이 때 최종 채널 추정 값은 하기 수학적 식 3과 같다. 여기서

N_p 는 채널 추정에 사용하는 연이은 파일럿 심볼 수이며, Q 는 파일럿 심볼 삽입주기이다.

<44> 【수학식 1】

$$\hat{c}_l = \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} b_l^*(n-iQ) \mathbf{w}_l^H(n-iQ) \mathbf{r}(n-iQ)$$

<45> 첫 번째 다중 경로 성분을 위한 채널 추정기(130)는 상기 첫번째 다중 경로 성분을 위한 적응 필터(110)의 출력과 데이터 선택기(380)의 출력 값을 입력 신호로 제공받고, 이를 이용하여 전술된 추정 방법에 따라 첫 번째 사용자의 첫 번째 다중 경로 성분에 대한 채널 추정 값(수학식 1)을 추정한다.

<46> 그리고, 마찬가지로 각 다중 성분을 위한 채널 추정기 즉, 제 L 번째 다중 경로 성분을 위한 채널 추정기(230)는 상기 제 L 번째 다중 경로 성분을 위한 적응 필터(210)의 출력과 상기 데이터 선택기(380)의 출력 값을 입력 신호로 제공받아, 이를 이용하여 독립적으로 채널 추정 값을 수학식 1을 이용하여 구한다.

<47> 한편, 각 적응형 필터(110 내지 210)의 필터 계수는 상기 여러 제약 조건 직교분할 LMS 필터 계수 갱신기(120 내지 220)을 이용하여 전송 부호 속도에 맞추어 갱신된다.

<48> 일반적으로, 적응 필터의 탭 계수를 변화시키는 알고리즘으로 LMS 알고리즘이 이용되며 기존의 LMS 알고리즘을 사용하여 l 번째 다중 경로 성분을 위한 적응 필터 탭 계수를 변화시키는 방식은 하기 수학식 2와 같이 표현된다.

<49> 【수학식 2】

$$\mathbf{w}_l(n+1) = \mathbf{w}_l(n) + \mu [\hat{c}_l(n) d_l(n) - \mathbf{w}_l(n)^H \mathbf{r}(n)] \mathbf{r}(n)$$

<50> 여기서 μ 는 적응 필터의 탭 계수를 어느 정도 빠르기로 변화시킬지를 결정하는 스텝 크기(step size)이고, $\hat{c}_l(n)$ 은 l 번째 다중 경로 성분의 채널 추정 값, $d_l(n)$ 은 첫 번째 사용자의 n 번째 전송 신호에 대한 상기 데이터 선택기(380)의 출력 값이다.

<51> 따라서, 이를 이용하여 필터 계수를 적응시키게 되면 수학적 식 3와 같이 평균 제곱 오차 값이 최소화되도록 적응 필터 계수가 적응된다.

<52> 【수학적 식 3】

$$J \equiv E \left[\left| \hat{c}_l(n) d_l(n) - \mathbf{w}_l(n)^H \mathbf{r}(n) \right|^2 \right]$$

<53> 그러나 본 발명의 수신기의 구조와 같이 적응 필터 출력 신호를 이용하여 채널 추정을 할 기존의 LMS 알고리즘을 사용할 경우에는 단일 경로 페이딩 채널에서와 마찬가지로 [논문 4]에서 보이는 바와 같이 상기 다중 경로 성분을 위한 적응 필터(110 내지 210)의 탭 계수가 '0'으로 수렴하는 문제가 발생한다. 따라서, 기존의 LMS 알고리즘은 제안된 구조에서 사용할 수 없다.

<54> 따라서, 기존의 LMS 알고리즘을 사용하려면, [논문 3]에서와 같이 제안된 구조에서 상기 다중 경로 성분을 위한 채널 추정기(130 내지 230)에 입력되는 신호를 상기 다중 경로 성분을 위한 적응 필터(110 내지 210)의 입력 신호로 변경해야 하는데, 채널 추정 값의 이러한 구조의 변경은 수신기의 성능을 저하시키는 문제를 발생시킨다.

<55> 따라서, 본 발명에서는, 기존의 LMS 알고리즘의 이러한 문제점을 해결하기 위하여 필터 계수 생성식 도출에 있어서 제약 조건을 도입한다. 이는 [논문 4]에서 제시한 방법과 동일하며, [논문 4]의 알고리즘을 다중 경로 페이딩 채널로 확장한 것이다.

<56> 본 발명에서 사용하는 목적 함수 식은 하기 수학식 4와 같다.

<57> 【수학식 4】

$$J \equiv E \left[\left| \hat{c}_l(n) d_l(n) - \mathbf{w}_l(n)^H \mathbf{r}(n) \right|^2 \right] \text{ subject to } \mathbf{w}_l(n)^H \mathbf{s}_l = 1$$

<58> 여기에서 s_l 은 정규화된(normalized) 확산 코드(spreading code) 벡터이고, $(\cdot)^H$ 는 허미션(Hermitian) 연산을 의미한다.

<59> 이 때, 상기 수학식 4에 있는 제약 조건 식은 효율적으로 구현하기 위하여 직교 분할 방식을 이용하며, l 번째 다중 경로 성분을 위한 적응 필터의 탭 계수 $w_l(n)$ 은 수학식 5와 같다.

<60> 【수학식 5】

$$\mathbf{w}_l(n) = \mathbf{s}_l + \mathbf{x}_l(n)$$

<61> 즉, 상기 적응 필터의 탭 계수($w_l(n)$)와 확산 코드 s_l 의 내적은 하기 수학식 6에서 볼 수 있듯이 항상 1의 값을 가지므로 $\mathbf{w}_l(n)^H \mathbf{s}_l = 1$ 을 항상 만족하게 된다. 여기에서 $\|\mathbf{s}_l\|^2$ 은 정규화된 확산 코드이므로 항상 1이다.

<62> 【수학식 6】

$$\mathbf{w}_l(n)^H \mathbf{s}_l = (\mathbf{s}_l + \mathbf{x}_l(n))^H \mathbf{s}_l = \mathbf{s}_l^H \mathbf{s}_l = \|\mathbf{s}_l\|^2 = 1$$

<63> 이상의 결과를 이용하여 최종적인 필터 계수 갱신식을 구하면 수학식 7과 같은 결과를 얻을 수 있다.

<64> 【수학식 7】

$$\mathbf{x}_l(n+1) = \mathbf{x}_l(n) + \mu \cdot \mathbf{e}_l(n)^* \cdot \mathbf{r}_{lx}(n)$$

<65>

여기서, $\mathbf{e}_l(n) \equiv \hat{\mathbf{c}}_l(n) d_1(n) - \mathbf{w}_l(n)^H \mathbf{r}(n)$, 즉 채널 추정 값과 데이터의 곱과 적응 필터 출력 사이의 차이이고, $\mathbf{r}_{lx}(n) = \mathbf{r}_l(n) - \mathbf{s}_1^H \mathbf{r}_l(n) \mathbf{s}_1$ 는 수신 신호 $r(n)$ 을 탭 계수의 적응 성분 $x_l(n)$ 에 투영(project)시킨 성분이다.

<66>

한편, 직교 분할 LMS 필터 계수 갱신기(120 내지 220)는 입력 신호로 적응형 필터 입력 신호 $r(n)$ 과 $\mathbf{e}_l(n)$ 을 제공받고, 이를 이용하여 상기 수학식 7을 이용하여 필터 계수를 갱신한다.

<67>

첫 번째 적응 필터에 대한 에러 신호인 $\mathbf{e}_1(n)$ 은 상기 데이터 선택기(380)의 출력에 다중 경로 성분에 대한 채널 추정 값 $\hat{\mathbf{c}}_1(n)$ 을 곱하고(150), 이 신호에 대한 상기 첫 번째 다중 경로 성분을 위한 적응 필터(110)의 출력 신호를 빼서(140) 생성한다.

<68>

L 번째 적응 필터의 에러신호인 $\mathbf{e}_L(n)$ 은 마찬가지로 상기 곱셈기(250)와 뺄셈기(240)을 이용하여 생성한다.

<69>

한편, 각각의 다중 경로 성분을 위한 적응 필터 출력 신호에 적당한 가중치를 곱하여 더해 줌으로써 다이버시티(diversity) 이득을 얻는다. 본 발명에서는 각 다중 경로 성분에 해당하는 채널 추정 값을 공액 복소수 계산기(160 내지 260)에 의해 공액 복소수 값을 구한 후, 이 구한 공액 복소수 값을 곱셈기(151 내지 251)에 의해 다중 경로 적응 필터(110 내지 210)의 출력 값에 가중치 값으로 곱한다.

<70> 각 곱셈기(151 내지 251)에 의해 출력된 값 즉, 모든 다중 경로 성분은 다중 경로 성분

결합기(340)에 의해 더해지는데, 이 때 최대 비 결합(Maximum Ratio Combining) 방식을 채택한다.

<71> 그리고, 다중 경로 성분 결합기(340)에 더해진 모든 다중 경로 성분의 에너지는 상기 데이터 결정기(370)를 통하여 임시 결정된다. 상기 데이터 결정기(370)는 도 5와 같은 구조를 갖는다.

<72> 도 5는 본 발명에 따른 이동통신 시스템에서 여러 개의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치의 데이터 결정기의 일실시에 상세 구조도이다.

<73> 도면에 도시된 바와 같이, 데이터 결정기의 입력 신호는 복소 신호이므로 실수 계산기(371) 및 허수 계산기(372)를 통해 실수부 및 허수부로 나눈 다음, 거리 계산기(373)에 의해 변조 성상도(constellation)상의 모든 부호와의 거리를 구한다. 그리고 이렇게 구한 거리에서 부호 선택기(374)를 통해 가장 작은 편차를 갖는 부호로 결정하여 해당 부호가 갖는 복소값을 내보내게 된다.

<74> 만약 이진 위상 변조(BPSK : Binary Phase Shift Keying)가 변조 방식으로 사용되었을 경우에는 실수부에만 데이터가 있고, 부호의 값이 1 또는 -1이므로 데이터 결정기 입력 신호의 실수부를 취한 다음 부호를 판별하는 과정으로 간략화할 수 있다.

<75> 일반적으로 적응형 수신기가 최적해로 수렴하기 위해서는 필터의 계수를 적응시키는 학습(training) 과정이 필요하다. 상기 데이터 선택기(380)는 학습 구간 또는 파일럿 전송 구간에는 수신기가 전송 부호값을 알고 있으므로 상기 데이터 결정기(370)의 결과에 관계없이 알고 있는 데이터 $b_I(n)$ 을, 학습 구간이 아닐 때에는 판별된 비트 $\hat{h}_1(n)$ 을 선택한다. 본 발명에서는 학습 데이터로 일정하게 삽입된 파일럿 심볼을 이용하기 때

문에, 일반적인 적응형 수신기에 필요한 부가적인 학습 데이터가 필요없다.

- <76> 도 2는 본 발명에 따른 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치 대한 제 2실시에 구성도이다.
- <77> 도면에 도시된 바와 같이, 본 발명의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치는 제 1 내지 제 L 전송 지연 보상 버퍼(100 내지 200), 제 1 내지 제 L 다중 경로 적응 필터(110 내지 210), 제 1 내지 제 L 직교 분할 LMS 필터 계수 갱신기(120 내지 220), 최대 우도 채널 추정기(330) 및 다중 경로 성분 결합기(340) 및 데이터 선택기(380)를 포함하고 있다.
- <78> 그리고, 상기 적응형 레이크 수신 장치는 다수의 채널 추정기(160 내지 260), 곱셈기 및 덧셈기를 포함한다.
- <79> 즉, 상기 수신 장치는 다중 경로 간섭을 완전히 제거하여 채널 추정 값의 편차(bias)를 없애는 것으로, 이 경우 모든 다중 경로 성분에 대한 채널 추정은 최대 우도 채널 추정기(330)에서 한꺼번에 이루어지며 상기 최대 우도 채널 추정기(330)에는 모든 다중 경로 성분을 위한 적응 필터 출력과 상기 데이터 결정기(380) 출력 신호가 입력신호로 들어가게 된다.
- <80> 여기서, 상기 최대 우도 채널 추정기(330)의 동작 원리를 설명하면 다음과 같다.
- <81> 즉, L 적응 필터 출력에 데이터의 공액 복소수 값을 곱해준 값을 다중 사용자 간섭과 잡음의 합이 정규 분포로 가정할 수 있다면 하기 수학식 8과 같은 값을 평균 값으로 갖는 정규 분포 값이 된다.

<82> 【수학식 8】

$$E[b_1^*(n)w_i^H(n)r_i(n)] = \sum_{i=1}^L c_i(n)w_i^H(n)s_1(\tau_i - \tau_i)$$

<83> 여기서, 임의의 정수 p 에 대하여 $s_I(p)$ 는 첫번째 사용자를 위한 정규화된 확산 코드 $s_I = [s_{I,1} \ s_{I,2} \ \dots \ s_{I,N-1} \ s_{I,N}]^T$ 를 p 칩 이동한 신호로서 p 가 양수인 경우에는 하기 수학식 9와 같다.

<84> 【수학식 9】

$$s_I(p) = [0_p \ s_{I,1} \ s_{I,2} \ \Lambda \ s_{I,N-p}]^T$$

<85> 또한, p 가 음수인 경우에는 수학식 10과 같다.

<86> 【수학식 10】

$$s_I(p) = [s_{I,-p+1} \ s_{I,-p+2} \ \Lambda \ s_{I,N} \ 0_p]^T$$

<87> 여기서 0_p 는 $1 \times p$ 크기의 0벡터이다. $(\tau_i - \tau_I)$ 는 i 번째 다중 경로 성분과 1 번째 다중 경로 성분의 전송 지연 차로서 칩 단위의 정수배로 가정한다. 모든 다중 경로 성분에 대하여 수학식 8로 표현되는 L 개의 식을 이용하여 최대 우도 채널 추정치를 유도하면 수학식 11과 같다. 미리 정해진 수의 파일럿 심볼을 이용하여 구한 값을 평균하여 사용한다.

<88> 【수학식 11】

$$\begin{bmatrix} \hat{c}_1(n) \\ M \\ \hat{c}_L(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \mathbf{w}_1^H(n)\mathbf{s}_1(\tau_2 - \tau_1) & \Lambda & \mathbf{w}_1^H(n)\mathbf{s}_1(\tau_L - \tau_1) \\ M & M & O & M \\ \mathbf{w}_L^H(n)\mathbf{s}_1(\tau_1 - \tau_2) & \mathbf{w}_L^H(n)\mathbf{s}_1(\tau_1 - \tau_L) & \Lambda & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \hat{c}_1(n)\mathbf{w}_1^H(n)\mathbf{r}_1(n) \\ M \\ \hat{c}_L(n)\mathbf{w}_L^H(n)\mathbf{r}_L(n) \end{bmatrix}$$

<90> 이를 이용하면 모든 다중 경로 성분에 대한 편이 없는 채널 추정 값을 한꺼번에 얻을 수 있으나 첫 번째 방법에 비하여 역행렬을 구해야 하는 등 계산상의 복잡도는 더해지게 된다.

<91> 도 3은 본 발명에 따른 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치에 대한 제 3 실시예 구성도이다.

<92> 상기 제 3 실시예에서는 각 다중 경로 성분을 위한 적응형 필터의 계수 갱신식에 필터 계수와 해당 다중 경로 성분의 내적 값은 항상 1로 유지하면서 다중 경로 간섭 (IPI; InterPath Interference)와의 내적은 0으로 유지시키는 여러 개의 제약 조건식을 도입하여, 모든 사용자 간섭을 제거하여 적응 필터 출력으로부터 편이 없는 채널 추정 값을 갖도록 한다.

<93> 도면에 도시된 바와 같이, 본 발명의 여러 개의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치는 입력 신호 생성 버퍼(101), 제 1 내지 제 L 번째 다중 경로 성분을 위한 적응 필터(110 내지 210), 여러 제약조건 직교 분할 LMS 필터 계수 갱신기(120 내지 220), 제 1 내지 제 L 번째 다중 경로 성분을 위한 채널 추정기(130 내지 230), 다중 경로 성분 결합기(340), 데이터 결정기(370) 및 데이터 선택기(380)를 포함하고 있다.

<94> 또한, 상기 적응 레이크 수신 장치는 다수의 채널 추정기(160 내지 260), 곱셈기 및 덧셈기를 포함하고 있다.

<95> 수신 필터 출력 신호($r(m)$)는 적절한 형태의 적응 필터 입력 신호 벡터로 만들기

위하여 상기 입력 신호 생성 버퍼(101)로 들어가게 되며, 각 다중 경로 성분에 대한 읍셋 값을 일반적인 DS-CDMA 시스템에서 유효한 모든 다중 경로 성분들의 읍셋값을 검색하는 검색기(searcher)로부터 전달받는다.

<96> 상기 입력 신호 생성 버퍼(101)는 다중 경로 성분 중 가장 먼저 수신되는 다중 경로 성분의 n 번째 전송 심볼 시작점부터 가장 나중에 수신되는 다중 경로 성분의 n 번째 전송 심볼 끝에 해당되는 $N+M$ 칩의 수신 신호를 모아서 각 적응 필터로 전달한다.

<97> 즉, 가장 먼저 도착하는 다중 경로 성분을 기준으로 n 번째 전송 심볼의 시작점에 해당하는 수신 신호의 출력이 $r(nN+1)$ 이고 전송 지연의 최대 편차가 M 칩이라고 할 때, n 번째 전송 심볼에 대한 $(N+M) \times 1$ 인 크기의 벡터인 상기 입력 신호 생성 버퍼(101)의 출력 신호는 하기 수학식 12와 같으며, $n+1$ 번째 전송 심볼에 대한 상기 입력 신호 생성 버퍼(101)의 출력 신호는 하기 수학식 13과 같다.

<98> 【수학식 12】

$$\mathbf{r}(n) = [r(nN+1) \quad r(nN+2) \quad \Lambda \quad r(nN+N+M)]^T$$

<99> 【수학식 13】

$$\mathbf{r}(n+1) = [r((n+1)N+1) \quad r((n+1)N+2) \quad \Lambda \quad r((n+1)N+M)]^T$$

<100> n 번째 전송 신호에 대한 상기 입력 신호 생성 버퍼(101)의 출력 신호($\mathbf{r}(n)$)는 각 다중 경로 성분을 위한 적응 필터(110 내지 210)의 입력으로 들어가서 각각의 적응 필터 계수와 곱해지게 된다. l 번째 적응 필터의 $(N+M) \times 1$ 크기의 계수 벡터를 $\mathbf{w}_l(n)$ 이라고 할

때, 첫 번째 다중 경로 성분을 위한 적응 필터(110)의 출력은 $w_1^H(n)r(n)$ 과 같고, l 번째 다중 경로 성분을 위한 적응 필터의 출력은 $w_l^H(n)r(n)$ 과 같으며, 마지막으로 L 번째 다중 경로 성분을 위한 적응 필터(210)의 출력은 $w_L^H(n)r(n)$ 과 같다.

<101> 이후, 각 다중 경로에 대한 채널 추정을 수행하는데, 상기 다중 경로 성분을 위한 적응 필터(110 내지 210)의 출력에서 파일럿 심볼을 이용하여 데이터 성분을 제거한 후 얻은 임시 채널 추정 값을 미리 정해진 구간만큼 평균하여 추정한다.

<102> 즉, n 번째 전송 부호에 대한 각 다중 경로 성분을 위한 l 번째 적응 필터 출력의 평균값은 ' $c_l b_l(n)$ '이므로 파일럿 심볼을 이용하여 알고 있는 전송 부호의 공액 복소수 (complex conjugate) $b_l^*(n)$ 을 곱해주면 임시 채널 추정 값을 얻을 수 있다.

<103> 그리고, 잡음에 대한 영향을 줄이기 위해 여러 개의 파일럿 심볼을 이용하여 얻은 임시 채널 추정 값을 평균하여 최종 채널 추정 값을 구한다. 이 때 최종 채널 추정 값은 상기 수학적 식 1과 같다.

<104> 첫 번째 다중 경로 성분을 위한 채널 추정기(130)는 상기 첫 번째 다중 경로 성분을 위한 적응 필터(110)의 출력과 데이터 선택기(380)의 출력 값을 입력 신호로 제공받고, 이를 이용하여 전술된 추정 방법에 따라 첫 번째 사용자의 첫 번째 다중 경로 성분에 대한 채널 추정 값(수학적 식 1)을 추정한다.

<105> 그리고, 마찬가지로 각 다중 성분을 위한 채널 추정기 즉, 제 L 번째 다중 경로 성분을 위한 채널 추정기(230)는 상기 제 L 번째 다중 경로 성분을 위한 적응 필터(210)의 출력과 상기 데이터 선택기(380)의 출력 값을 입력 신호로 제공받아, 이를 이용하여 독립적으로 채널 추정 값을 수학적 식 1을 이용하여 구한다.

- <106> 한편, 각 적응형 필터(110 내지 210)의 필터 계수는 상기 여러 제약 조건 직교분할 LMS 필터 계수 갱신기(120 내지 220)를 이용하여 전송 부호 속도에 맞추어 갱신된다.
- <107> 여러 개의 제약 건 직교 분할 LMS 필터 계수 갱신 알고리즘은 다음과 같은 두 가지 방법으로 구현이 가능하다.
- <108> 상기 알고리즘 설명에 앞서 몇 가지 파라미터와 연산자를 정의하도록 한다.

<109> 【수학식 14】

$$\mathbf{S} = [\mathbf{s}_{11} \quad \mathbf{s}_{12} \quad \mathbf{A} \quad \mathbf{s}_{1L}]$$

<110> 【수학식 15】

$$\mathbf{P}_A^- = \mathbf{I} - \mathbf{A}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H$$

- <111> 상기 수학식 14는 각 다중 경로 성분에 대한 원하는 사용자의 확산코드를 모은 행렬로서 $N \times L$ 크기를 갖는다. 각 열 벡터 정의는 상기 수학식 7에서 정의한 것과 일치한다. 상기 수학식 14는 $N \times M$ 직교 사용 행렬(Orthogonal Complementary Projector)로서 이 행렬에 임의의 행렬($N \times L$)을 곱하게 되면 A 행렬의 모든 열 벡터에 직교하는 성분만이 나오게 된다.
- <112> 두 가지 가능한 구현 구조 중에서 첫 번째 구조는 상기 1 번째 다중 경로를 위한 적응 필터(110)가 하기 수학식 16을 최소화하도록 필터 계수가 수렴하는 구조이다.

<113> 【수학식 16】

$$J \equiv E \left[\left| \hat{c}_l(n) d_l(n) - \mathbf{w}_l(n)^H \mathbf{r}(n) \right|^2 \right] \text{ subject to } \mathbf{w}_l(n) = \mathbf{s}_{ll} + \mathbf{x}_l(n) \\ \text{and } \mathbf{x}_l(n) \perp \text{Range}(\mathbf{S})$$

<114> 상기 제약 조건을 살펴보면 $x(n)$ 이 1 번째 다중 경로 성분에 대한 확산 코드 뿐만 아니라 다른 다중 경로 성분과도 직교하므로 다중 경로 간섭으로 인한 채널 추정 값의 편이가 없어지게 된다. 상기 수학식 16을 최소화하는 적응 알고리즘은 하기 수학식 17와 같이 구할 수 있다.

<115> 【수학식 17】

$$\mathbf{x}_l(n+1) = \mathbf{x}_l(n) + \mu \cdot \mathbf{e}_l(n)^* \cdot \mathbf{P}_s^\perp \mathbf{r}(n)$$

<116>

여기서 $\mathbf{e}_l(n) \equiv \hat{c}_l(n) d_l(n) - \mathbf{w}_l(n)^H \mathbf{r}(n)$, 즉 채널 추정 값과 데이터의 곱과 적응 필터 출력 사이의 차이이고, $\mathbf{P}_s^\perp = \mathbf{I} - \mathbf{S}(\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H$ 이다. 이 경우 채널 추정을 수학식 1과 같이 할 경우 하기 수학식 18과 같이 편이 없는 채널 추정 값을 얻을 수 있으므로 성능 향상을 기대할 수 있다.

<117> 【수학식 18】

$$\begin{aligned} E[\hat{c}_l] &= E \left[\frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} b_l^*(n-iQ) \mathbf{w}_l^H(n-iQ) \mathbf{r}(n-iQ) \right] \\ &= E \left[\frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} b_l^*(n-iQ) (\mathbf{s}_{ll} + \mathbf{x}_l(n-iQ))^H \mathbf{r}(n-iQ) \right] \\ &= E \left[\frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} (\mathbf{s}_{ll} + \mathbf{x}_l(n-iQ))^H \cdot \sum_{i=1}^L c_i \mathbf{s}_{li} \right] \\ &= c_l \end{aligned}$$

- <118> 위의 여러 개의 제약 조건 직교 분할 LMS 필터 계수 갱신 알고리즘에 따라 필터를 적응시키게 되면, 즉 필터 출력에 해당 채널 성분의 추정 값의 공액 복소수를 곱해주게 되면 해당 다중 경로 성분의 에너지와 데이터의 곱을 추출하게 되고 이를 상기 데이터 결합기(340)를 이용하여 다른 다중 경로 에너지와 데이터의 곱을 더해서 원하는 사용자의 전송 데이터에 대한 추정 값을 얻을 수 있다.
- <119> 따라서, 각각의 다중 경로 성분에 해당하는 확산 코드 L 개의 벡터가 구성(span)하는 공간($Range(S)$) 내의 데이터 성분(모든 다중 경로 성분의 합)의 벡터는 각각의 확산 코드 벡터를 베이스(basis)로 두고 이들의 선형 합으로 생각할 수 있으며 일련의 수신 과정은 각각의 다중 경로 성분을 위한 적응 필터를 이용하여 각 베이스(basis)에 대한 가중치를 구하는 과정으로 볼 수 있다.
- <120> 만약 같은 공간 내에 있는 신호 성분을 확산 코드가 아닌 다른 L 개의 베이스(basis)로 표현한다면 이를 기반으로 하여 완전히 동등하지만 새로운 여러 개의 제약 조건 직교 분할 LMS 필터 계수 갱신 알고리즘을 유도할 수 있다.
- <121> 코드 행렬 S 를 단일 값 분해(Singular Value Decomposition)하여 S 의 좌측 단일 벡터(left singular vector) L 개를 가지고 $N \times L$ 크기의 행렬 $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_{11} \quad \mathbf{u}_{12} \quad \Lambda \quad \mathbf{u}_{1L}]$ 를 구성하면 \mathbf{U} 가 구성(span)하는 공간은 S 가 구성(span)하는 공간과 정확하게 일치하고 각각의 열 벡터들은 서로 직교하므로 여러 개의 다중 경로 성분의 합인 원하는 사용자의 신호는 마찬가지로 \mathbf{U} 의 열 벡터를 베이스(basis)로 하는 선형 합으로 표시가 가능하다.
- <122> 이 경우 수학식 19와 같은 관계를 만족하며, 필터 출력을 이용하여 수학식 1의 방법으로 채널을 추정하게 되면 임의의 다중 경로 성분이 아니라

$v_l(n)$ 을 추정하게 된다. 따라서, 채널 추정기(130 내지 230)의 출력은 하기 수학식 19와 같다.

<123> 【수학식 19】

$$\mathbf{Sc}(n) = \mathbf{U}\mathbf{v}(n)$$

<124>

여기서 $\mathbf{v}(n) = \mathbf{U}^H \mathbf{Sc}(n)$ 와 같다.

<125>

이를 기반으로 하여 상기 수학식 16을 다시 쓰면 수학식 20과 같다.

<126> 【수학식 20】

$$J \equiv E \left[\left| \hat{v}_l(n) d_l(n) - \mathbf{w}_l(n)^H \mathbf{r}(n) \right|^2 \right] \text{ subject to } \mathbf{w}_l(n) = \mathbf{u}_l + \mathbf{z}_l(n) \\ \text{and } \mathbf{z}_l(n) \perp \text{Range}(\mathbf{U})$$

<127>

또한, 이를 이용하여 필터 적응식을 구하면 수학식 21과 같다.

<128> 【수학식 21】

$$\mathbf{z}_l(n+1) = \mathbf{z}_l(n) + \mu \cdot e_l(n)^* \cdot \mathbf{P}_U^\perp \mathbf{r}(n)$$

<129>

여기서, $e_l(n) \equiv \hat{v}_l(n) d_l(n) - \mathbf{w}_l(n)^H \mathbf{r}(n)$, 즉 채널 추정 값과 데이터의 곱과 적응 필터의 출력 사이의 차이이고, $\mathbf{P}_U^\perp = \mathbf{I} - \mathbf{U}(\mathbf{U}^H \mathbf{U})^{-1} \mathbf{U}^H = \mathbf{I} - \mathbf{U}\mathbf{U}^H$ 이다.

<130>

이상에서 설명한 여러 개의 제약 조건 직교 분할 LMS 필터 계수 갱신 알고리즘 블록(120 내지 220)은 입력 신호로 적응형 필터 입력 신호 $r(n)$ 과 $e_l(n)$ 을 제공받고, 이를 이용하여 상기 수학식 17 또는 상기 수학식 21을 이용하여 필터 계수를 갱신한다.

- <131> 첫 번째 적응 필터에 대한 에러 신호인 $e_I(n)$ 은 상기 데이터 선택기(380)의 출력에 다중 경로 성분에 대한 채널 추정 값 $\hat{c}_1(n)$ (수학식 20을 이용할 경우에는 $\hat{v}_1(n)$)을 곱하고(150), 이 신호에 대한 상기 첫 번째 다중 경로 성분을 위한 적응 필터(110)의 출력 신호를 빼서(140) 생성한다.
- <132> L 번째 적응 필터의 에러신호인 $e_L(n)$ 은 마찬가지로 상기 곱셈기(250)와 덧셈기(240)을 이용하여 생성한다.
- <133> 한편, 각각의 다중 경로 성분을 위한 적응 필터 출력 신호에 적당한 가중치를 곱하여 더해 줌으로써 다이버시티(diversity) 이득을 얻는다. 본 발명에서는 각 다중 경로 성분에 해당하는 채널 추정 값을 공액 복소수 계산기(160 내지 260)에 의해 공액 복소수 값을 구한 후, 이 구한 공액 복소수 값을 곱셈기(151 내지 251)에 의해 다중 경로 적응 필터(110 내지 210)의 출력 값에 가중치 값으로 곱한다.
- <134> 각 곱셈기(151 내지 251)에 의해 출력된 값 즉, 모든 다중 경로 성분은 다중 경로 성분 결합기(340)에 의해 더해지는데, 이 때 최대 비 결합(Maximum Ration Combining) 방식을 채택한다.
- <135> 그리고, 다중 경로 성분 결합기(340)에 더해진 모든 다중 경로 성분의 에너지는 상기 데이터 결정기(370)를 통하여 임시 결정된다.
- <136> 도 4는 본 발명에 따른 여러 개의 다중 경로 성분으로 이루어진 수신기 입력 신호의 일실시에 구성도이다.
- <137> 도 6은 본 발명에 따른 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 방법의 일실시에 흐름도이다.

- <138> 도면에 도시된 바와 같이, 본 발명의 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치는 L 개의 다중 경로 성분을 위한 각 적응 필터의 초기 계수를 원하는 사용자의 해당 다중 경로 성분의 확산코드로 설정하고(601) 인덱스 n 값을 1로초기화한다(603).
- <139> 상기 확산 코드는 제 1 및 제 2 실시예를 적용함에 있어서는 s_I 이며, 상기 제 3 실시예인 여러 개의 제약 조건을 갖는 적응형 테이크 수신기에 적용함에 있어서는 s_{IJ} 이다.
- <140> 본 발명의 적응형 레이크 수신 장치는 사용자의 해당 다중 경로 성분이 차지하는 부분을 적응 필터에 전달하는데(605), 제 1 및 제 2 실시예의 경우, 상기 전송 지연 버퍼(100 내지 200)를 이용하여 다중 경로의 전송 지연을 일치시켜 한 개의 전송 심볼 구간과 일치하는 수신 신호를 모아서 적응형 필터로 전달하며, 제 3 실시예의 경우에는 상기 입력 신호 생성 버퍼(101)를 이용하여 다중 경로 성분 중 가장 먼저 수신되는 다중 경로 성분의 전송 심볼 시작점부터 가장 나중에 수신되는 다중 경로 성분의 전송 심볼 끝에 해당되는 수신 신호를 모아서 각 적응 필터로 전달한다. 상기 전달된 입력과 상기에서 설정된 적응 필터 계수를 이용하여 복소 수신 신호를 필터링한다(607).
- <141> 상기 다중 경로 성분을 위한 적응 필터(110 내지 210)의 출력에서 파일럿 심볼을 이용하여 데이터 성분을 제거한 후 얻은 임시 채널 추정 값을 미리 정해진 구간만큼 평균하여 각 다중 경로의 채널을 추정하는데(609), 제 1 및 제 3 실시예에서는 다중 경로 채널 추정기를 이용하여 채널을 추정하며, 제 2 실시예에서는 최대 우도 채널 추정기를 이용하여 다중 경로의 채널을 추정한다.
- <142> 상기 채널 추정 결과의 공액 복소수 값을 해당 다중 경로 성분을 위한 상기 적응

필터 출력에 곱한 후 모든 다중 경로 성분에 대해 합산하여 전송 신호에 대한 채널 추정값을 구한다(611).

<143> 또한, n 번째 전송 데이터를 결정하여(613) 상기 결정 데이터와 상기 채널 추정값을 이용하여 기준 신호를 생성한다(315).

<144> 이후, 상기 기준 신호와 상기 필터링된 수신 신호를 대비하여 신호간 오차를 산출하고(317), 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준에 근거하여 각 다중 경로 성분을 위한 적응 필터의 계수를 갱신한다(619).

<145> 데이터의 수신이 완료된 경우에는 본 발명의 적응형 레이크 수신 방법을 완료하며, 완료되지 않은 경우에는 상기 초기화한 인덱스를 증가시켜(621) 다시 신호를 수신하여 위 과정을 반복한다.

<146> 도 7은 본 발명에 따른 이동통신 시스템에서 여러 개의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치의 비트 오류율 성능을 보여 주는 그래프이다.

<147> 즉, 도 7은 우수한 데이터 검출 성능을 갖는 것을 모의시험 결과로 보여 주는 것으로, 모의 실험을 수행한 환경은 다중 경로 수 3개인 레일리 페이딩(Rayleigh Fading) 채널, 동일한 전송 전력을 갖는 사용자가 5명, 주기가 31인 골드 코드(gold code)가 확산 코드로 사용되었고, 도플러 주파수(f_D)와 부호 주기 T 의 곱($f_D T$)으로 표시되는 페이딩 변화 속도가 10^{-4} 에서 10^{-2} 사이의 값을 갖는 환경이다.

<148> A는 종래의 레이크 수신기의 경우, B는 [논문 3]의 적응형 MMSE 수신기의 경우, C는 [논문 4]를 다중 경로 페이딩 환경으로 확장한 경우이며, D는 본 발명에 따른 여러 개의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신기의 경우의 성능 결과이다.

<149> 상술한 바와 같은 본 발명의 방법은 프로그램으로 구현되어 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록매체(씨디롬, 램, 롬, 플로피 디스크, 하드 디스크, 광자기 디스크 등)에 저장될 수 있다.

<150> 이상에서 설명한 본 발명은 전술한 실시예 및 첨부된 도면에 의해 한정되는 것이 아니고, 본 발명의 기술적 사상을 벗어나지 않는 범위 내에서 여러 가지 치환, 변형 및 변경이 가능하다는 것이 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 있어 명백할 것이다.

【발명의 효과】

<151> 상기한 바와 같은 본 발명은, CDMA 수신기에 적용할 경우, 실제 이동 통신 환경인 다중 경로 페이딩 채널 환경에서 기존의 레이크 수신기나 다중 경로 페이딩 채널을 위해 개발된 다른 적응형 MMSE 수신기에 비하여 데이터 검출 성능이 향상되어 고속 및 양질의 서비스를 제공할 수 있으며 하나의 기지국으로 보다 넓은 지역을 서비스할 수 있는 효과가 있다.

<152> 또한, 본 발명은 다수 사용자 간섭이 제거되므로 엄격한 전력 제어가 필요 없는 등의 효과를 얻을 수 있다.

<153> 한편, 본 발명은 모든 사용자의 신호에 관한 정보를 필요로 하는 기존의 간섭 잡음 제거기와 달리 원하는 사용자 신호에 관한 정보(확산 코드, 동기 정보) 만을 필요로 하므로 기지국뿐만 아니라 단말기에서도 동시 적용하기에 용이한 효과가 있다.

【특허청구범위】**【청구항 1】**

이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치에 있어서,

각 다중 경로 성분의 해당 전송 부호가 차지하는 부분만을 모아 적응 필터에 전달하는 입력 신호 생성 수단;

소정 주기로 조절되는 탭 계수(tab weight)에 따라 복소 수신 신호를 필터링하는 적응 필터링 수단;

상기 적응 필터링 수단의 출력 신호를 이용하여 특정 사용자 채널의 위상 성분과 진폭 성분을 추정하는 채널 추정 수단;

상기 채널 추정 수단의 채널 추정 결과 신호와, 상기 적응 필터링 수단으로부터 인가되는 필터링된 수신 신호를 모든 다중 경로 성분에 대하여 결합하여, 상기 특정 사용자가 전송하고자 한 원래의 신호를 복원하는 신호 복원 수단;

기지의 학습 데이터 신호 또는 상기 신호 복원 수단에 의해 복원된 신호 중 어느 하나를 선택하여 제공하는 선택 수단;

상기 선택 수단으로부터 제공되는 신호와 상기 채널 추정 수단에 의한 채널 추정 결과 신호를 이용하여 기준 신호를 발생하는 기준 신호 발생 수단;

상기 기준 신호 발생 수단으로부터 제공되는 기준 신호와, 상기 적응 필터링 수단으로부터 출력되는 필터링된 수신 신호를 대비하여, 두 신호간의 오차를 산출하는 오차 산출 수단; 및

적어도 하나의 제약 조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준(constraint MMSE criterion)에 근거하여, 상기 적응 필터링 수단의 탭 계수를 조절하는 탭 계수 조절 수단

을 포함하는 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치.

【청구항 2】

제 1항에 있어서,

상기 제약 조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준은,

하기 수학식으로 정의되며, l 번째 다중 경로 성분을 위한 상기 적응 필터 수단의 탭 계수($w_l(n)$)와 확산 코드 벡터(s_l)의 곱이 실질적으로 1로 제한되어, 상기 오차 산출 수단에 의해 산출되는 오차를 최소화하는 것을 특징으로 하는 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치.

$$J \equiv E \left[\left| \hat{c}_l(n) d_l(n) - w_l(n)^H r(n) \right|^2 \right] \text{ subject to } w_l(n)^H s_l = 1$$

(단, J 는 제약 조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준이고, E 는 평균값을 가리키며, $\hat{c}_l(n)$ 는 l 번째 다중 경로 성분에 대한 추정된 채널, $d_l(n)$ 은 선택 수단의 출력 신호, $w_l(n)$ 은 적응 필터 계수 벡터, 윗첨자 H 는 허미션(Hermitian) 연산을 각각 1의미함)

【청구항 3】

제 2항에 있어서,

상기 l 번째 다중 경로 성분을 위한 상기 적응 필터 수단의 탭 계수 ($w_l(n)$)는,

하기의 수학적식과 같이 확산코드 벡터에 직교인 적응 성분과 확산 코드 벡터 성분으로 직교 분할되며, 상기 확산 코드 벡터에 직교인 적응 성분을 변화시키기 위해 수신 신호를 바로 사용하지 않고 수신 신호를 상기 확산 코드 벡터에 직교인 적응 성분에 투영시킨 성분을 사용하는 것을 특징으로 하는 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치.

$$w_l(n) = s_l + x_l(n)$$

(단, 여기서 s_l 은 확산 코드(spreading code) 벡터이고, $x_l(n)$ 은 탭 계수 벡터의 적응 성분(adaptive component)이며, 상기 두 벡터는 직교임)

【청구항 4】

제 1항에 있어서,

상기 제약 조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준은,

하기 수학적식으로 정의되며, l 번째 다중 경로 성분을 위한 상기 적응 필터 수단의 탭 계수($w_l(n)$)와 해당 다중 경로 성분의 확산 코드 벡터(s_{ll})의 내적이 실질적으로 1로 제한되고, 상기 적응 필터 수단의 탭 계수($w_l(n)$)와 다른 다중 경로 성분의 확산 코드 벡터($s_{li}; i \neq l$)의 내적이 0으로 제한되어, 상기 오차 산출 수단에 의해 산출되는 오차를 최소화하는 것을 특징으로 하는 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치.

$$J \equiv E \left[|\hat{c}_l(n)d_l(n) - \mathbf{w}_l(n)^H \mathbf{r}(n)|^2 \right] \text{ subject to } \mathbf{w}_l(n) = \mathbf{s}_{l'} + \mathbf{x}_l(n) \\ \text{and } \mathbf{x}_l(n) \perp \text{Range}(\mathbf{S})$$

(단, J 는 제약 조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준이고, E 는 평균값을 가리키며, $\hat{c}_l(n)$ 는 l 번째 다중 경로 성분에 대한 추정된 채널, $d_l(n)$ 은 선택 수단의 출력 신호, $\mathbf{w}_l(n)$ 은 적응 필터 계수 벡터, 윗첨자 H 는 허미션(Hermitian) 연산을 각각 의미함)

【청구항 5】

제 4항에 있어서,

상기 l 번째 다중 경로 성분을 위한 상기 적응 필터 수단의 탭 계수 ($\mathbf{w}_l(n)$)는,

하기의 수학적식과 같이 확산코드 벡터에 직교인 적응 성분과 확산 코드 벡터 성분으로 직교 분할되며, 상기 확산 코드 벡터에 직교인 적응 성분을 변화시키기 위해 수신 신호를 바로 사용하지 않고 수신 신호를 상기 확산 코드 벡터에 직교인 적응 성분에 투영시킨 성분을 사용하는 것을 특징으로 하는 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치.

$$\mathbf{w}_l(n) \equiv \mathbf{s}_{l'} + \mathbf{x}_l(n)$$

(단, 여기서 $\mathbf{s}_{l'}$ 은 l 번째 다중 경로에 대한 확산 코드(spreading code) 벡터이고, $\mathbf{x}_l(n)$ 은 탭 계수 벡터의 적응 성분(adaptive component)이며, $\mathbf{x}_l(n)$ 은 \mathbf{S} 가 구성(span)하는 공간과 직교임, 즉 $\mathbf{x}_l(n) \perp \text{Range}(\mathbf{S})$.)

【청구항 6】

제 2항 또는 제 4항에 있어서,

1 번째 다중 경로 성분을 위한 적응형 필터의 계수를 갱신하는 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준은,

하기 수학식으로 정의되는 직교 분할 방식의 LMS(Least Mean Square) 알고리즘으로 구현되는 것을 특징으로 하는 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치.

$$\mathbf{x}_l(n+1) = \mathbf{x}_l(n) + \mu \cdot \mathbf{e}_l(n)^* \cdot \mathbf{P}_s^\perp \mathbf{r}(n)$$

(단, 여기서 $\mathbf{e}_l(n) \equiv \hat{c}_l(n)d_1(n) - \mathbf{w}_l(n)^H \mathbf{r}(n)$, 즉 채널 추정 값과 데이터의 곱과 적응 필터 출력 사이의 차이이고, $\mathbf{P}_s^\perp = \mathbf{I} - \mathbf{S}(\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H$ 이며, $\mathbf{P}_s^\perp \mathbf{r}(n)$ 는 $\mathbf{r}(n)$ 을 $x_l(n)$ 에 투영(project)시킨 성분, μ 는 탭 계수를 어느 정도 빠르기로 변화시킬 것인지를 결정하는 스텝 크기(step size), 윗 첨자 '*'는 복소 공액(complex conjugate) 연산을 각각 의미함)

【청구항 7】

제 1항에 있어서,

상기 채널 추정 수단은,

1 번째 다중 경로 성분의 채널을 추정하기 위하여, 일정 개수의 파일럿 심볼에 대하여 하기 수학식으로 표현되는 바와 같이 각 다중 경로 성분을 위한 적응 필터 출력에

데이터의 공액 복소수를 곱하고, 이 값을 평균하여 채널 추정치를 구하는 것을 특징으로 하는 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치.

$$\hat{c}_i = \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} b_i^*(n-iQ) \mathbf{w}_i^H(n-iQ) \mathbf{r}(n-iQ)$$

(단, 여기서 N_p 는 채널 추정에 사용하는 연이은 파일럿 심볼 수이며, Q 는 파일럿 심볼 삽입 주기임)

【청구항 8】

제 1항에 있어서,

상기 제약 조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준은,

하기 수학적식으로 정의되며, l 번째 다중 경로 성분을 위한 상기 적응 필터 수단의 탭 계수($w_l(n)$)와 해당 다중 경로 성분의 확산 코드 벡터(s_{ll})의 내적이 실질적으로 1로 제한되고, 상기 적응 필터 수단의 탭 계수($w_l(n)$)와 다른 다중 경로 성분의 확산 코드 벡터($s_{li}; i \neq l$)의 내적이 0으로 제한되어, 상기 오차 산출 수단에 의해 산출되는 오차를 최소화하는 것을 특징으로 하는 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치.

$$J \equiv E \left[\left| \hat{v}_l(n) d_l(n) - \mathbf{w}_l(n)^H \mathbf{r}(n) \right|^2 \right] \text{ subject to } \mathbf{w}_l(n) = \mathbf{u}_{ll} + \mathbf{z}_l(n) \\ \text{and } \mathbf{z}_l(n) \perp \text{Range}(\mathbf{U})$$

(단, J 는 제약 조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준이고, E 는 평균값을 가리키며,

$\hat{v}_l(n)$ 는 l 번째 베이스(basis) 성분에 의해 추정된 계수, $d_l(n)$ 은 상기 선택 수단의 출력 신호, $z_l(n)$ 은 적응 필터 계수 중 가변 부분, $r(n)$ 은 적응 필터 입력 신호 벡터, $\mathbf{U}=[\mathbf{u}_{11} \quad \mathbf{u}_{12} \quad \Lambda \quad \mathbf{u}_{1L}]$ 는 $\mathbf{S}=[\mathbf{s}_{11} \quad \mathbf{s}_{12} \quad \Lambda \quad \mathbf{s}_{1L}]$ 의 좌측 단일(left singular) 벡터 L 개로 구성된 행렬, 윗첨자 H 는 허미션(Hermitian) 연산을 의미함)

【청구항 9】

제 8항에 있어서,

상기 l 번째 다중 경로 성분을 위한 상기 적응 필터 수단의 탭 계수 ($w_l(n)$)는,

하기의 수학식과 같이 확산코드 벡터에 직교인 적응 성분과 확산 코드 벡터 성분으로 직교 분할되며, 상기 확산 코드 벡터에 직교인 적응 성분을 변화시키기 위해 수신 신호를 바로 사용하지 않고 수신 신호를 상기 확산 코드 벡터에 직교인 적응 성분에 투영시킨 성분을 사용하는 것을 특징으로 하는 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치.

$$\mathbf{w}_l(n) = \mathbf{u}_{1l} + \mathbf{z}_l(n)$$

(단, 여기서 u_{1l} 은 확산 코드 행렬 \mathbf{S} 의 l 번째 좌측 단일(left singular) 벡터이고, $z_l(n)$ 은 탭 계수 벡터의 적응 성분(adaptive component)이며, $z_l(n)$ 은 \mathbf{U} 가 구성(span)하는 공간과 직교임, 즉 $\mathbf{z}_l(n) \perp \text{Range}(\mathbf{U})$)

【청구항 10】

제 8항에 있어서,

1 번째 다중 경로 성분을 위한 적응형 필터의 계수를 갱신하는 상기 제약 조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준은,

하기 수학식으로 정의되는 직교 분할 방식의 LMS(Least Mean Square) 알고리즘으로 구현되는 것을 특징으로 하는 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치.

$$\mathbf{z}_l(n+1) = \mathbf{z}_l(n) + \mu \cdot \mathbf{e}_l(n)^* \cdot \mathbf{P}_U^\perp \mathbf{r}(n)$$

(단, 여기서 $\mathbf{e}_l(n) \equiv \hat{\mathbf{v}}_l(n)d_l(n) - \mathbf{w}_l(n)^H \mathbf{r}(n)$, 즉 채널 추정 값과 데이터의 곱과 적응 필터 출력 사이의 차이이고, $\mathbf{P}_U^\perp = \mathbf{I} - \mathbf{U}(\mathbf{U}^H \mathbf{U})^{-1} \mathbf{U}^H = \mathbf{I} - \mathbf{U} \mathbf{U}^H$ 이며, $\mathbf{P}_U^\perp \mathbf{r}(n)$ 는 $\mathbf{r}(n)$ 을 $\mathbf{z}_l(n)$ 에 투영(project)시킨 성분, μ 는 탭 계수를 어느 정도 빠르기로 변화시킬 것인지를 결정하는 스텝 크기(step size), 윗 첨자 '*'는 복소 공액(complex conjugate) 연산을 각각 의미함)

【청구항 11】

제 1항에 있어서,

상기 채널 추정 수단은,

1 번째 베이스(basis)에 대한 가중치를 추정하기 위하여, 일정 개수의 파일럿 심볼에 대하여 하기 수학식으로 표현되는 바와 같이 각 다중 경로 성분을 위한 적응 필터

출력에 데이터의 공액 복소수를 곱하고, 이 값을 평균하여 채널 추정치를 구하는 것을 특징으로 하는 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치.

$$\hat{v}_l = \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} b_l^*(n-iQ) w_l^H(n-iQ) r(n-iQ)$$

(단, 여기서 N_p 는 채널 추정에 사용하는 연이은 파일럿 심볼 수이며, Q 는 파일럿 심볼 삽입 주기임)

【청구항 12】

제 1항에 있어서,

상기 채널 추정 수단은,

모든 다중 경로 성분의 채널을 추정하기 위하여, 일정 개수의 파일럿 심볼에 대하여 하기의 수학식으로 표현되는 바와 같이 모든 다중 경로 성분을 위한 상기 적응 필터링 수단의 출력과 상기 선택 수단의 출력을 이용하여 채널을 추정하는 것을 특징으로 하는 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치.

$$\begin{bmatrix} \hat{c}_1(n) \\ \vdots \\ \hat{c}_M(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & w_1^H(n)s_1(\tau_2 - \tau_1) & \Lambda & w_1^H(n)s_1(\tau_L - \tau_1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M & M & O & M \\ w_L^H(n)s_1(\tau_1 - \tau_2) & w_L^H(n)s_1(\tau_1 - \tau_L) & \Lambda & 1 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} b_1^*(n)w_1^H(n)r_1(n) \\ \vdots \\ M \\ b_L^*(n)w_L^H(n)r_L(n) \end{bmatrix}$$

(여기서, 임의의 정수 p 에 대하여 $s_1(p)$ 는 첫번째 사용자를 위한 정규화된 확산 코드인

$s_I = [s_{I,1} \ s_{I,2} \ \dots \ s_{I,N-1} \ s_{I,N}]^T$ 를 p 칩 이동한 신호로서 p 가 양수인 경우에는

$s_1(p) = [0_p \ s_{11} \ s_{12} \ \Lambda \ s_{1,N-p}]^T$ 와 같고, p 가 음수인 경우에는

$s_i(p) = [s_{1,-p+1} \ s_{1,-p+2} \ \Lambda \ s_{1,N} \ 0_p]^T$ 와 같음. 단, 0_p 는 $1 \times p$ 크기의 0벡터이고,

$(\tau_i - \tau_I)$ 는 i 번째 다중 경로 성분과 1 번째 다중 경로 성분의 전송 지연 차로서 칩 단위의 정수배로 가정함)

【청구항 13】

이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 방법에 있어서,

다중 경로 성분을 위한 적응 필터의 초기 계수를 설정하는 제 1단계;

사용자의 해당 다중 경로 성분이 차지하는 부분을 적응 필터에 전달하여 복소 신호 필터링하는 제 2단계;

다중 경로 성분에 대한 채널 추정 값을 결정하는 제 3단계;

전송 데이터를 결정하여 기준 신호를 생성하는 제 4단계;

상기 기준 신호와 필터링된 수신 신호를 대비하여 오차를 산출하는 제 5단계;

제약 조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준(constraint MMSE criterion)에 근거하여 적응 필터의 계수를 갱신하는 제 6단계

를 포함하는 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 방법.

【청구항 14】

제 13항에 있어서,

상기 제 2단계는,

각 다중 경로 성분의 해당 전송 부호가 차지하는 부분을 모아 각 적응 필터에 전달하는 제 7단계; 및

상기 적응 필터의 입력과 상기 적응 필터의 계수를 이용하여 복소 수신 신호를 필터링하는 제 8단계

를 포함하는 것을 특징으로 하는 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 방법.

【청구항 15】

제 14항에 있어서,

상기 제 7단계는,

다중 경로의 전송 지연을 일치시켜 한 개의 전송 심볼 구간과 일치하는 수신 신호를 모아서 적응형 필터로 전달하는 제 9단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 방법.

【청구항 16】

제 14항에 있어서,

상기 제 7단계는,

다중 경로 성분 중 가장 먼저 수신되는 다중 경로 성분의 전송 심볼 시작점부터 가장 나중에 수신되는 다중 경로 성분의 전송 심볼 끝에 해당되는 수신 신호를 모아서 적응 필터로 전달하는 제 9단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 방법.

【청구항 17】

제 13항에 있어서,

상기 제 3단계는,

파일럿 심볼을 이용하여 각 다중 경로 성분을 위한 채널을 추정하는 제 10단계; 및
채널 추정 결과의 공액 복소수값을 해당 다중 경로 성분을 위한 적응 필터 출력에 곱한 후 모든 다중 경로 성분에 대해 합산하여 전송 신호에 대한 채널 추정값을 결정하는 제 11단계

를 포함하는 것을 특징으로 하는 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 방법.

【청구항 18】

제 17항에 있어서,

상기 제 10단계는,

모든 다중 경로 성분을 위한 상기 적응 필터링 수단의 출력과 상기 선택 수단의 출력을 이용하여 최대 우도 결합 방식으로 채널 추정하는 제 12단계를 포함하는 것을 특징

으로 하는 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 방법.

【청구항 19】

제 13항에 있어서,

상기 제 4단계는,

전송 데이터를 결정하는 제 13단계; 및

상기 결정된 데이터와 상기 채널 값을 이용하여 기준 신호를 생성하는 제 14단계

를 포함하는 것을 특징으로 하는 이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 방법.

【청구항 20】

이동통신 시스템에서 적어도 하나의 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치를 제공하며 마이크로프로세서를 구비한 시스템에,

다중 경로 성분을 위한 적응 필터의 초기 계수를 설정하는 제 1기능;

사용자의 해당 다중 경로 성분이 차지하는 부분을 적응 필터에 전달하여 복소 신호 필터링하는 제 2기능;

다중 경로 성분에 대한 채널 추정 값을 결정하는 제 3기능;

전송 데이터를 결정하여 기준 신호를 생성하는 제 4기능;

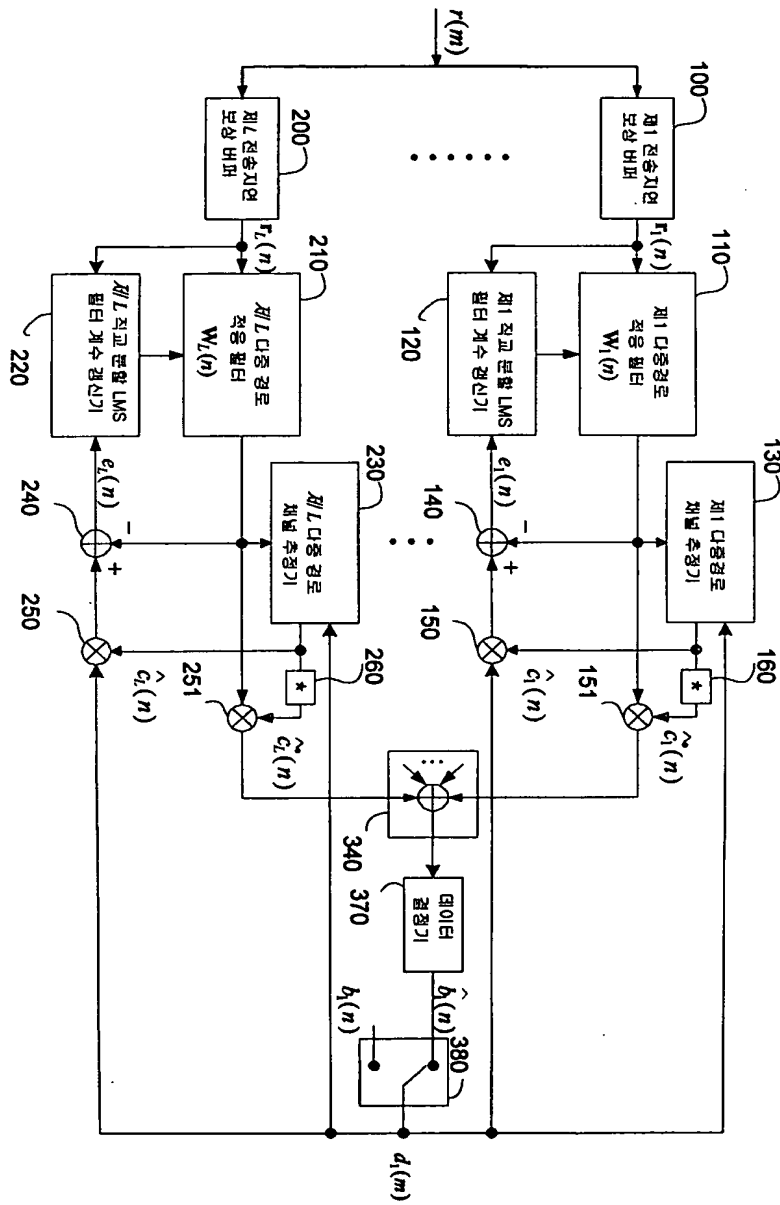
상기 기준 신호와 필터링된 수신 신호를 대비하여 오차를 산출하는 제 5기능;

제약 조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준(constraint MMSE criterion)에 근거하여 적응 필터의 계수를 갱신하는 제 6기능

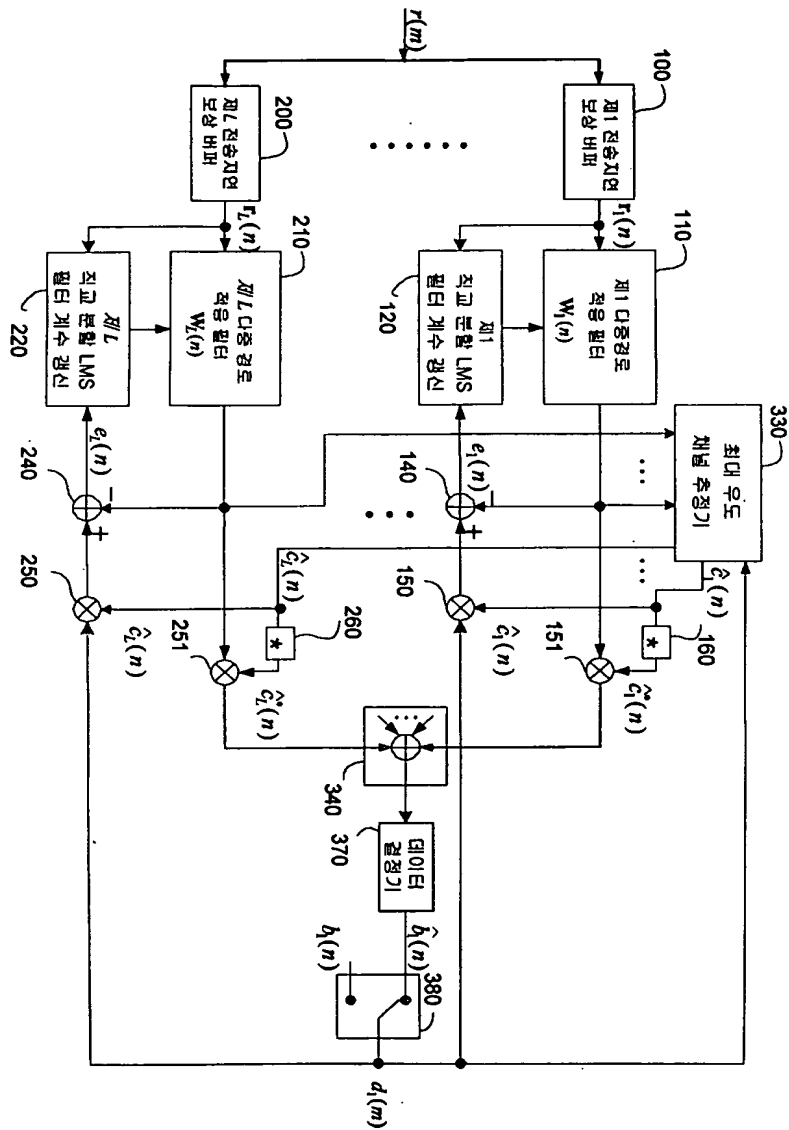
을 실현시키시기 위한 프로그램을 기록한 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록매체.

【도면】

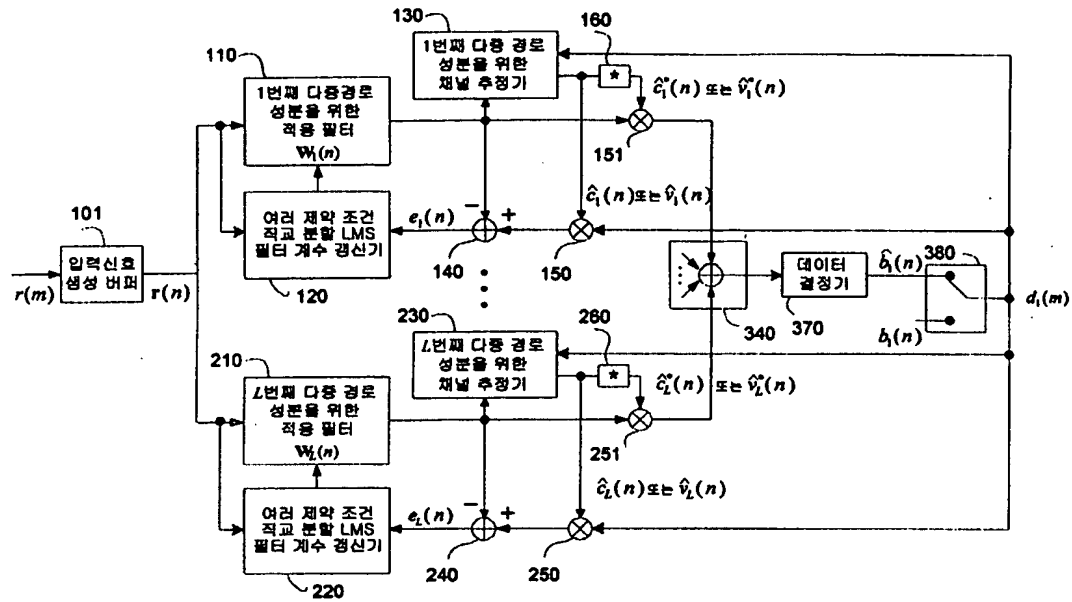
【도 1】



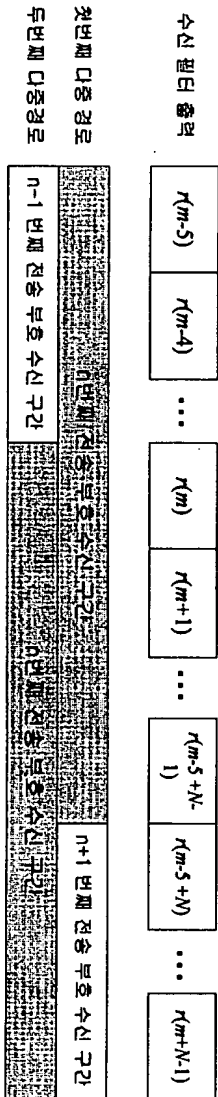
【도 2】



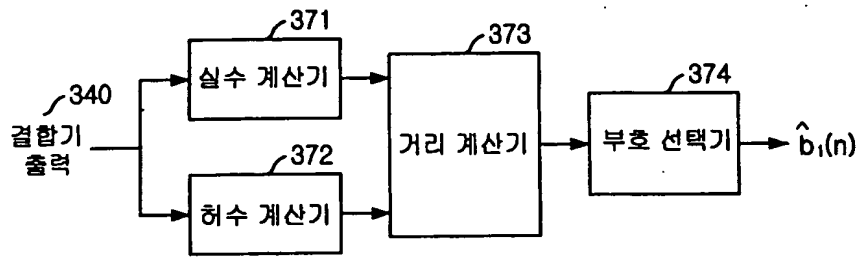
【도 3】



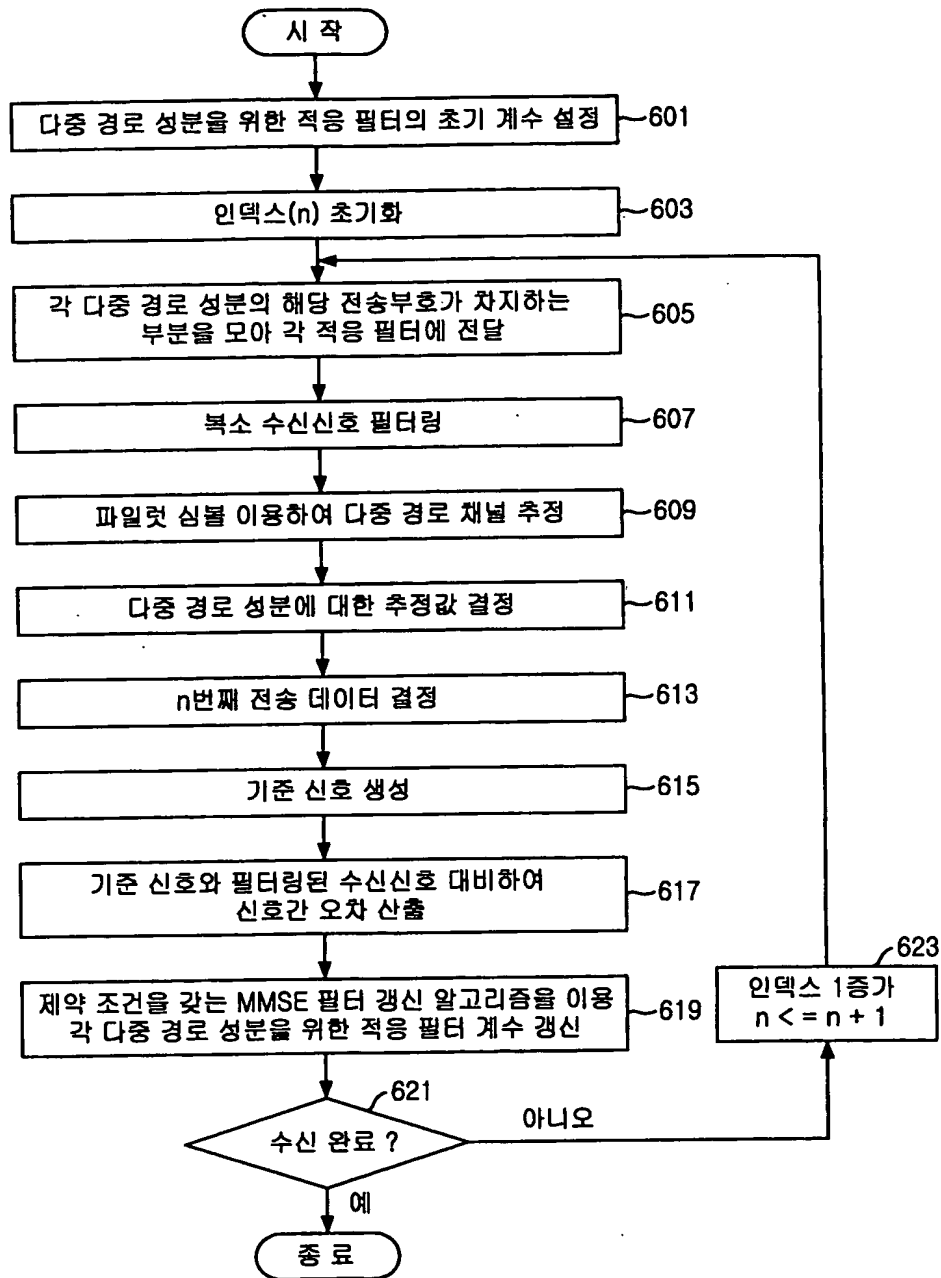
【도 4】



【도 5】



【도 6】



【도 7】

